

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

**Detekce zkratových proudů velmi rychlých
výkonových spínacích součástek**
**Overcurrent Detection of High Speed Semiconductor
Switches**

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání bakalářské práce

Student: **Jiří Kopecký**
Studijní program: B2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612R003 Aplikovaná elektronika
Téma: Detekce zkratových proudů velmi rychlých výkonových spínacích
součástek
Overcurrent Detection of High Speed Semiconductor Switches
Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Proved'te analýzu vlastností rychlých polovodičových spínačů na bázi Si a SiC zejména v oblasti krátkodobého přetěžování a spínacích dějů.
2. Analyzujte dosud známé možnosti obvodových řešení pro detekci zkratových proudů rychlých polovodičových spínačů zejména na bázi SiC.
3. Navrhněte inovované obvodové řešení zkratové ochrany rychlých polovodičových spínačů na bázi SiC.
4. Vybraná řešení ověřte simulací na numerickém modelu polovodičového spínače.

Seznam doporučené odborné literatury:

1. Wintrich, A., Nicolai, U., Tursky, W., Reimann, T.: Application Manual Power Semiconductors, SEMIKRON International, 2nd revised edition ISLE Verlag 2015,. ISBN 978-3-938843-83-3
2. Grasshoff, T., Helldörfer, R.: A Power Module Concept for the Low Voltage MW Class, Bodos's Power System®, September 2013
3. Revolution to rely on Published by Infineon Technologies. AG 81726 Munich, Germany © 2016 Infineon Technologies AG. Order Number: B133-I0287-V1-7600-EU-EC-P
4. Infineon Technologies AG : AN2011-05 Industrial IGBT Modules Explanation of Technical Information.
5. Infineon Technologies AG: 'IGBT Modules Technologies, Driver and Application' ISBN978-3-00-032076-7

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc.**

Datum zadání: 01.09.2016

Datum odevzdání: 28.04.2017



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

„Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci na téma Detekce zkratových proudů velmi rychlých výkonových spínacích součástek vypracoval sám. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

V Ostravě dne 14. 3. 2017


.....
Jiří Kopecký

Poděkování

Chtěl bych poděkovat svému vedoucímu bakalářské práce prof. Ing. Petru Chlebišovi, CSc. za odborné vedení, za pomoc a rady při zpracování této práce.

Abstrakt

Moderní výkonové polovodičové součástky na bázi karbidu křemíku vykazují řadu velice výhodných vlastností zejména z pohledu jejich dynamiky, ztrát a tepelného přetížení. To umožňuje zvýšit účinnost měničů i posunout hranici poměru výkon/objem k výrazně lepším hodnotám. Vzhledem k lepším parametrům dochází také ve srovnání se standardními křemíkovými materiály součástek k redukci rozměrů a tím i objemu polovodičového materiálu součástky. To nepříznivě ovlivňuje velikost tzv. rozptýlené energie a tím i krátkodobou přetížitelnost, zejména při těžkých a dynamicky se vyvíjejících zkratech.

Práce se proto zabývá technikami vyhodnocení rychle vznikajícího přetížení SiC součástek včetně metod rychlého a pokud možno nízkoztrátového vypnutí součástky v počáteční fázi zkratu. V práci jsou popsány metoda hlídání saturačního napětí, metoda proudového zrcadla, metoda dynamického vyhodnocení úrovně poruchového proudu, metoda hlídání saturačního napětí pomocí integrovaného obvodu a tyto metody jsou v možném rozsahu ověřeny na numerických modelech.

Klíčová slova

polovodičový spínací prvek, karbid křemíku, křemík, bipolární tranzistor s izolovaným hradlem IGBT, tranzistor řízený elektrickým polem MOSFET, detekce zkratových proudů, polovodičový měnič, přetěžování SiC prvku, SSCB

Abstract

Modern power semiconductor devices based on silicon carbide display a number very favorable properties in particular in terms of dynamics, losses and thermal overload. This enables to increase the efficiency inverters and move boundary performance ratio/ bulk significantly better values. Due to improved parameters also occurs in comparison with standard silicon component materials to reduce the size and thus the amount of semiconductor material components. This a negative affects the size of the so-called diffused energy and therefore short-term overload especially in heavy and dynamically the generating faults.

Work therefore deals with evaluation techniques rapidly arising overload SiC components including methods of rapid and, if possible, turn off the low-loss components at an early stage circuit. The paper describes a method monitoring the saturation voltage, method a current mirror, method of dynamic evaluation of the level of the fault current and these methods are the extent validated numerical models.

Keys Words

Power Switching Device, Silicon – Carbide, Silicon, Insulated Gate Bipolar Transistor, Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor, Overcurrent Detection, Semiconductor System, Overloading SiC device, SSCB

Obsah

1	Seznam použitých symbolů	- 9 -
2	Seznam ilustrací	- 10 -
3	Úvod	- 11 -
4	Současný stav a srovnání vlastností spínacích prvků Si a SiC	- 12 -
5	Znamé metody detekce zkratových proudů polovodičových spínačů v součinnosti s budicími obvody	- 13 -
5.1	Technika hlídání saturace	- 13 -
5.2	Metoda proudového zrcadla	- 19 -
5.3	Dynamické vyhodnocení úrovně poruchového proudu	- 22 -
5.4	Integrovaný ochranný obvod detekce saturačního napětí	- 27 -
5.5	Zhodnocení ochranných metod	- 28 -
6	Provedení numerického modelu a jeho následná simulace	- 28 -
7	Závěr	- 34 -
8	Použitá literatura	- 35 -

1 Seznam použitých Symbolů

Symbol	Význam symbolu	Jednotka
R_{on}	Odpor v sepnutím stavu	$[\Omega]$
U_{DS}	Napětí DRAIN SOURCE MOSFET tranzistoru	$[V]$
I_D	Proud MOSFET tranzistorem	$[A]$
T_j	Teplota polovodičového přechodu	$[^{\circ}C]$
P_{tot}	Celkový ztrátový výkon	$[W]$
C_{iss}	Vstupní kapacita	$[F]$
$R_{DS(on)}$	Odpor přechodu	$[\Omega]$
$t_{d(on)}$	Doba zpoždění při zapínání	$[s]$
$t_{r(on)}$	Doba nárůstu při zapínání	$[s]$
$t_{d(off)}$	Doba zpoždění při vypínání	$[s]$
$t_{f(on)}$	Doba poklesu při vypínání	$[s]$
U_{DESAT_th}	Komparační napětí	$[V]$
$P_{d(N)}$	Prahový ztrátový výkon spínací součástky	$[W]$
$P_{d(max)}$	Maximální ztrátový výkon spínací součástky	$[W]$
T_{odpoj}	Doba vypnutí spínací součástky	$[s]$
τ	Časová konstanta R-C obvodu saturačního obvodu	$[s]$
du_{DS}/dt	Strmost napětí MOSFET tranzistoru	$[V.s^{-1}]$
U_{sense}	Napětí na bočníku	$[V]$
di/dt	Strmost proudu	$[A.s^{-1}]$
C_j	Přechodová kapacita	$[F]$
U_R	Závěrné napětí	$[V]$
I_F	Závěrný proud	$[A]$
HSF	Dynamické sepnutí do zkratu (Hard Switching Fault)	$[\]$
FUL	Zkrat zátěže v sepnutém stavu (Fault Under Load)	$[\]$

2 Seznam ilustrací

Číslo ilustrace	Název ilustrace	Číslo stránky
Obrázek. 5.1	Výstupní charakteristika SiC MOSFET tranzistoru s rozdílnými teplotami	...14
Obrázek. 5.2	Obvodové schéma saturačního ochranného obvodu	...15
Obrázek. 5.3	Potlačení falešného spuštění obvodu hlídání saturace	...17
Obrázek. 5.4a	Tvrdá spínací chyba při zapnutí a vypnutí s ochranným obvodem	...18
Obrázek. 5.4b	Proudová chyba zátěže při zapnutí a vypnutí s ochranným obvodem	...18
Obrázek. 5.5	Struktura SiC MOSFET tranzistoru s proudovým zrcadlem	...19
Obrázek. 5.6	Schéma nadproudové ochrany SiC MOSFET tranzistoru	...20
Obrázek. 5.7a	Průběh zapnutí a vypnutí bez měkkého vypnutí	...21
Obrázek. 5.7b	Průběh zapnutí a vypnutí s měkkým vypnutím	...21
Obrázek. 5.8	Schéma dynamického vyhodnocení poruchového stavu	...22
Obrázek. 5.9	náhradní schéma SiC MOSFET tranzistoru	...23
Obrázek. 5.10	Měřené napětí U_{SS} a di_d/dt na indukčnosti L_{SS}	...24
Obrázek. 5.11	Vyhodnocení proudu během přechodného zapnutí	...24
Obrázek. 5.12a	Průběh zapnutí a vypnutí tvrdé spínací chyby (HSF)	...26
Obrázek. 5.12b	Průběh zapnutí a vypnutí proudové chyby zátěže (FUL)	...26
Obrázek. 5.13	Schéma ochranného obvodu SSCB	...27
Obrázek. 6.1	Výkonová část pulsní měnič	...29
Obrázek. 6.2	Průběh saturačního napětí $U_{DS} = 2,5$ V, při standardním režimu	...30
Obrázek. 6.3	Průběh střední hodnoty proudu $I_D = 9$ A	...30
Obrázek. 6.4	Detekční část obvodu hlídání saturace	...31
Obrázek. 6.5	Numerický model ochranného obvodu hlídání saturačního napětí	...32
Obrázek. 6.6	Průběhy napětí a proudu ochranného obvodu při nadproudové poruše	...33

3 Úvod

V oboru polovodičových měničů jsou v současnosti kladeny stále přísnější požadavky na zvyšování účinnosti přeměny elektrické energie. Vzhledem k menším ztrátám těchto měničů lze následně dosáhnout menší hmotnosti i rozměrů těchto měničů. Vzhledem k tomu, že nejčastěji používanou zátěží měničů v průmyslu i komerční elektronice jsou vinuté díly s magnetickým obvodem (tlumivky, transformátory, ale i např. motory), souvisí minimalizace rozměrů těchto dílů s co nejvyšším pracovním kmitočtem měniče. Protichůdné požadavky snižování ztrát při zvyšování pracovního kmitočtu lze řešit buď zvláštním režimem spínání součástek (tzv. měkké spínání), nebo použitím nových typů součástek s velice nízkými ztrátami jak při spínání, tak při vedení proudu zátěže.

Nižších spínacích ztrát v současnosti dominantně používaných křemíkových (Si) spínačů, zejména spínačů typu MOSFET již bylo dosaženo moderními technologiemi výroby označované výrobci jako CoolMOS, nebo např. Trench FET. Tyto technologie využívají dosud dosažitelné maximum spínačů na bázi křemíku.

Po dlouhodobém vývoji a zkušenostech s praktickým využitím SiC diod se v roce 2005 objevily na trhu první tranzistory MOSFET vyrobené z materiálu karbidu křemíku standardně označovaným jako SiC. První generace tranzistorů SiC sice vykazovaly proti technologicky vyspělým křemíkovým Si spínačům dlouhé spínací časy, dávaly však předpoklady výrazného zlepšení jiných parametrů jako je velká napěťová a proudová zatížitelnost, větší proudová hustota, extrémně malý přechodový odpor a vysoká pracovní teplota čipu.

Dalším vývojem pak bylo dosaženo výrazné zkrácení spínacích dob SiC MOSFET spínačů, tím i zvýšení jejich pracovního kmitočtu při výrazně menších spínacích ztrátách. Výhodou zůstal, podobně jako u Si MOSFET spínačů, kladný teplotní koeficient, který umožňuje paralelní řazení SiC spínačů a tím zvyšování výkonnosti měničů.

Jak ukázala praxe, jedním z problémů těchto rychlých spínacích prvků je ochrana proti velice rychlému nárůstu proudu, který vzniká nejčastěji v důsledku zkratu zátěže. Ukazuje se, že v reálných podmínkách je velice málo technologií, které mohou detekovat dostatečně rychle tento poruchový stav. Vzhledem k malému objemu aktivního polovodiče v SiC spínači lze naprosto vyloučit běžné metody jištění rychlými pojistkami, takže jediná možnost je, aby se po velmi rychlé detekci vzniku nadproudu spínač bez poškození vypnul sám.

Tato bakalářská si klade za cíl shrnout metody použitelné pro detekci nadproudů při zkratu u velmi rychlých SiC spínačů, zhodnotit jejich vlastnosti, vybrat metodu vhodnou pro praktické využití a tuto metodu ověřit pomocí numerických modelů.

Výsledky bakalářské práce by měly být následně využitelné pro sestavení reálného ověřovacího zařízení.

4 Současný stav a srovnání vlastností spínacích prvků Si a SiC

Možnosti dalšího zlepšování parametrů křemíkových součástek jsou velice omezené. Velké naděje jsou vkládány do využití nových materiálů – karbidu křemíku (SiC) případně galium arsenidy (GaAs), nebo Galium nitridu (GaN). V současnosti se technologie karbidu křemíku (SiC) spínacích polovodičových součástek se neustále intenzivně vyvíjí.

Polovodičový materiál na bázi karbidu křemíku (SiC) má řadu výhod vzhledem k velikosti spínaných výkonů, pracovních frekvencí a provozních teplot. V současnosti je známo 250 známých polytypů SiC, ale jen několik z nich se dá použít jako polovodičový materiál pro elektronické součástky. Jde zejména o polytypy 3C-SiC, 4C-SiC, 6C-SiC. Srovnání jednotlivých polytypů podle jejich elektrických a tepelných vlastností můžeme vidět v Tab. 1.

Tabulka. 1. Porovnání základních elektrických a tepelných parametrů Si, GaAs, SiC [1]

Parametr	Si	GaAs	3C-SiC	4C-SiC	6C-SiC
Šířka zakázaného pásma [eV]	1,1	1,42	2,3	3,2	3
Relativní dielektrická konstanta	11,9	13,1	9,7	9,7	9,7
Průrazné elektrické pole při $N_D = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ [$\text{MV} \cdot \text{cm}^{-3}$]	0,6	0,6	>1,5	s c-osou:3	s c-osou:3,2
Intrinzická koncentrace nosičů n_i [cm^{-3}]	10^{10}	$1,8 \cdot 10^6$	10	$\approx 10^{-7}$	$\approx 10^{-5}$
Pohyblivost elektronů při $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ [$\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$]	1200	6500	780	s c-osou:800	s c-osou:60
Pohyblivost děr při $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ [$\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$]	420	320	40	115	90
Nasycená elektronová rychlost [$10^7 \cdot \text{cm} \cdot \text{s}^{-1}$]	1	1,2	2,5	2	2
Přidávané typy donorů	P, As	Si	N	N, P	N, P
Přidávané typy akceptorů	B	Be, Mg, C	Al	Al, B	Al, B
Tepelná vodivost [$\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$]	1,5	0,5	3-5	3-5	3-5

Z Tabulky. 1 je zřejmé, že SiC materiály mají výrazně lepší elektrické a tepelné vlastnosti oproti křemíkovým materiálům s výjimkou pohyblivosti elektronů. Hlavní vlastnosti SiC, ve kterých převyšují vlastnosti Si, jsou šířka zakázaného pásma, průrazné elektrické pole a tepelná vodivost. Všechny tři vlastnosti jsou teplotně závislé. Menší intrinzická koncentrace nosičů SiC dovoluje pracovat při extrémních teplotách přechodu, které teoreticky převyšují 600° C. Vzhledem k této vysoké teplotě však vzniká problém, že nelze použít klasická polymerová pouzdra. Proto aplikace, které by využily vysokých teplot musí počkat na vývoj nových pouzder.

Vysoké průrazné elektrické pole a vysoká tepelná vodivost SiC spolu s vysokými pracovními teplotami dovolí polovodiči přenášet větší hustotu výkonu a energie. Vysoké průrazné napětí a široká oblast zakázaných energií SiC umožňuje vyrobit velmi rychlé spínací součástky. Proto mohou SiC polovodičové měniče pracovat na větším spínacím kmitočtu. Díky větší frekvenci je možné použít menší hodnoty pasivních součástek - kapacit, indukčností, transformátorů, které ovlivní rozměry a hmotnost zařízení.

Díky menšímu odporu v sepnutém a větší spínací frekvenci SiC součástek pomáhá snižovat spínací ztráty, které významně ovlivňují pracovní teplotu součástky. V důsledku vyšší pracovní teploty a menších teplotních ztrát na SiC spínacím prvku se snižují rozměry chladiče. [1]

Posouzení a porovnání vlastností jednotlivých spínacích prvků byl provedeno na základě rešerší zahraniční literatury [6, 7], je však natolik obsáhlé, že přesahuje rozsah této práce.

5 Známé metody detekce zkratových proudů polovodičových spínačů v součinnosti s budicími obvody

Díky vyššímu blokovacímu napětí, vyšší tepelné vodivosti a nižším spínacím ztrátám se očekává, že SiC MOSFET tranzistory v budoucnu zaujmou místo současných Si spínačů. Jedna z hlavních překážek je dosud vysoká cena a nedostatečně rychlé, spolehlivé a nízkoztrátové ochranné zařízení proti nadproudu a zkratu. Nedávná zkoumání SiC spínacích prvků ukázalo, že SiC MOSFET tranzistor má výrazně nižší odolnost na krátkodobé přetížení než Si MOSFET tranzistor.

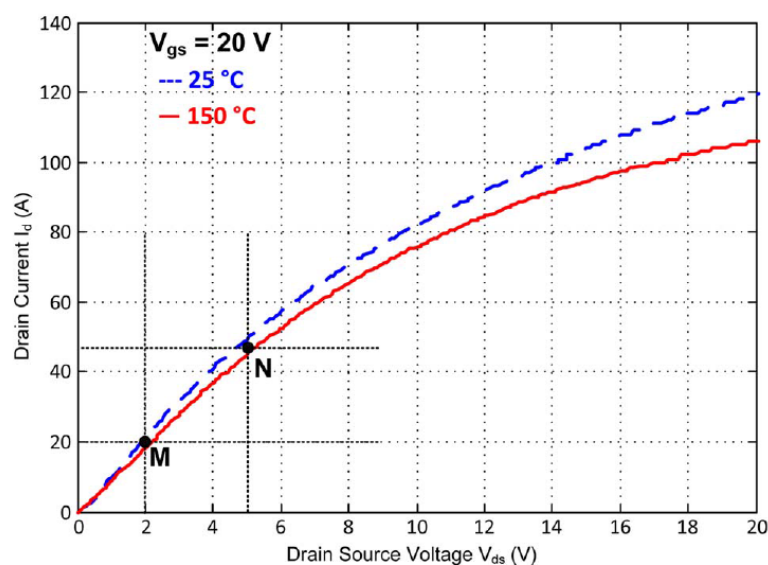
Kromě tepelného průrazu, při zkratu má také negativní vliv na SiC MOSFET tranzistor dlouhodobá stabilita, se kterou jsou dosud problémy. Proto SiC MOSFET tranzistor vyžaduje vyšší kladné napětí řídicí elektrody, (až + 20 V). Vyšší napětí GATE svorky způsobuje rychlejší nárůst zkratového proudu a v důsledku toho odolává struktura zkratového proudu jen kratší dobu.

V současné době běžně neexistují zařízení, která by mohla při dynamických zkratech efektivně ochránit SiC MOSFET tranzistor. Publikace k diskuzi o funkci nadproudových ochran SiC MOSFET tranzistoru se vyskytují omezeně, neboť problém se stal obecně známý teprve nedávno. V této práci jsou popsány čtyři ochranné metody: saturační technika, metoda proudového zrcadla, dynamické vyhodnocení úrovně poruchového proudu a saturační technika s integrovaným obvodem.

5.1 Technika hlídání saturace

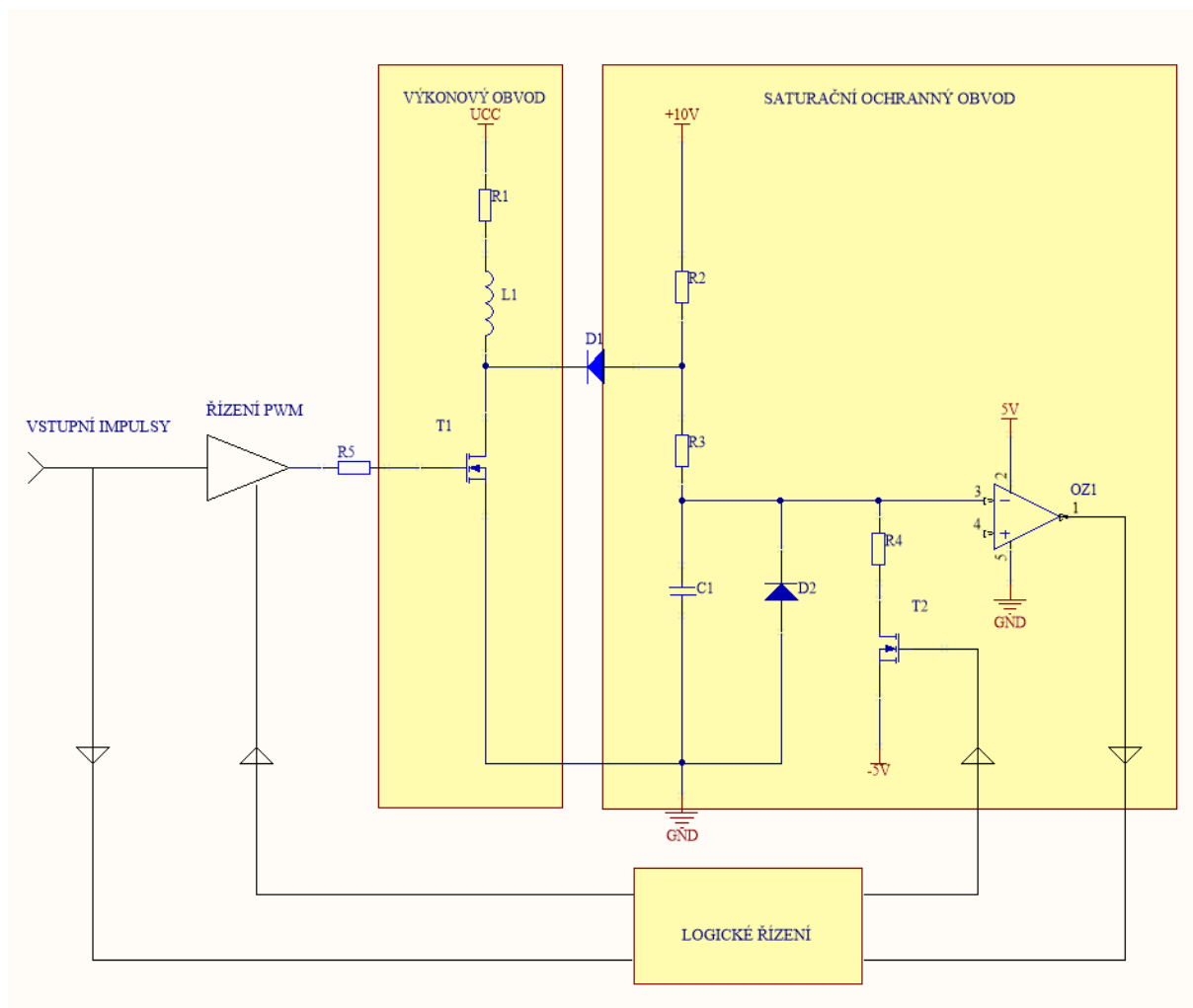
U bipolárních spínacích prvků se využívá jako ochrana proti zkratovým proudům detekce překročení saturace. Když proud stoupá nad křivku výstupních charakteristik, tranzistor se dostane do aktivní oblasti a vzroste napětí U_{CE} , které spustí ochranný obvod.

Pro unipolární spínací prvky (např. MOSFET tranzistor) bude ochrana hlídání saturace záviset na jednotlivých typech součástek. Obecně platí, že může být aplikována na vysokonapěťové Si MOSFET tranzistory, jelikož výstupní charakteristiky jsou podobné jako u Si IGBT tranzistorů v aktivní oblasti. Nicméně, některé nízkonapěťové MOSFET tranzistory mají velmi nízkou závislost napětí U_{DS} na velikosti maximálního proudového pulsu, navíc je zde velký rozsah proudů I_D , které způsobí destrukci spínacího prvku dříve než, vzroste U_{DS} nad práh ochrany. Protože oblast ochrany leží daleko od maximálního pulsního proudu, může být spínací prvek zničen před zapůsobením ochranného obvodu.



Obrázek. 5.1 Výstupní charakteristika SiC MOSFET tranzistoru s rozdílnými teplotami [2]

Tématem k diskusi je, zda by desaturační ochranný obvod mohl být použit i pro SiC MOSFET tranzistory. Výstupní charakteristiky SiC MOSFET tranzistoru je možno vidět na obrázku. 5.1. Na rozdíl od většiny Si spínacích prvků, u SiC MOSFET tranzistorů není přechod z aktivní oblasti od ohmické oblasti jasně definovaný díky velkému rozsahu proudů I_D . Podle obrázku. 5.1 by mohl být ochranný obvod spuštěn zvýšeným napětím U_{DS} při nadproudu. Některé vlastnosti, ale bude třeba pečlivě zvážit při návrhu detekčního obvodu. Za prvé, komerční IGBT/MOSFET budiče s detekčním obvodem mají minimální dobu odezvy okolo 3 μs , která je naprosto neuspokojivá pro rychlé SiC MOSFET tranzistory. Proto je nutná optimalizace návrhu ochranného obvodu, tak aby byla dosažena co nejkratší doba odezvy. Za druhé, prahová hodnota vyhodnocovacího napětí pro Si MOSFET tranzistor je kolem 7 V. Pro SiC MOSFET tranzistor není jednoduché zvolit toto napětí kvůli nejasně definované aktivní oblasti. Za třetí, při zvýšení rychlosti spínání by měla být zvýšena odolnost proti rušení detekčního obvodu, což má zabránit falešným spuštěním. Zachování rychlé odezvy detekčního obvodu však působí protichůdně proti správné a rychlé funkci obvodu.



Obrázek. 5.2 Obvodové schéma saturačního ochranného obvodu

Ochranný saturační obvod je uveden na obrázku. 5.2. Napětí U_{DS} je sledováno při propustné polarizaci snímací diody D_1 . Odpor R_2 vytváří polarizaci D_1 pro přechod do režimu snímání, prvky R_3 , C_1 vytvářejí vhodnou časovou konstantu pro potlačení případných rušivých pulzů. Hodnoty R_2 a R_3 jsou zvoleny tak, aby se snížily komutační náboj snímací diody D_1 a také zajistí, že dioda neodebírá velký proud z pomocného napájení $+15V$. Pokud vzroste napětí U_{DS} , vyrovnávací napětí bude nabíjet kapacitu C_1 a sepne komparátor OZ_1 .

Časová prodleva odpojení

Doba odezvy ochranného obvodu hlídání saturačního napětí do značné míry závisí na správném nastavení časové prodlevy pro zapůsobení obvodu. Prodleva musí být nastavena tak, aby nedošlo k falešnému sepnutí obvodu těsně po zapnutí spínače, kdy napětí U_{DS} ještě neklesne úplně na svou ustálenou hodnotu odpovídající konkrétnímu proudu zátěže. Při nastavení neúměrně dlouhé doby odezvy by však mohl vzniknout značný poruchový proud, který by spínač zničit dříve, než by se v důsledku zapůsobení obvodu rozeplul.

Vhodná doba odpojení může být nastavena na základě zapínacích charakteristik ochranného obvodu. Porovnání parametrů je uvedeno v Tabulce 4., časové průběhy na obrázku. 5.4. Velikosti

protékajícího poruchového proudu v důsledku delších spínacích dějů jsou porovnávány při různých úrovních napětí U_{DS} při teplotě 20 °C, při odporem hradla R_G 10 Ω a protékajícího proudu I_D 20 A. Na základě výsledků testování mohou být všechna sepnutí ochrany dokončena do 70 ns, což je minimální čas na odpojení. S určitou rezervou, lze akceptovat dobu na odpojení 100~150 ns. Pro různé SiC MOSFET tranzistory s vyšší proudovou zatížitelností by doba odpojení mohla být delší.

Odpojovací čas je určen prahovým napětím U_{DESAT_th} a časovou konstantou τ R-C obvodu

$$t_{odpoj} = \tau \ln \frac{U_{CC}}{U_{CC} - U_{DESAT_th}} [s] \quad (1)$$

$$\tau = (R_2 + R_3) \cdot C_1 [s] \quad (2)$$

Zvolené napětí U_{DESAT_th} v (1) by mělo zaručit, že se ochranný obvod spustí včas. Za normálního sepnutí SiC MOSFET tranzistoru se výkonová ztráta $P_{d(N)}$ pohybuje v bodě N, ale také v blízkosti dovoleného maximálního výkonu $P_{d(max)}$, který udává výrobce v datovém listu příslušné součástky.

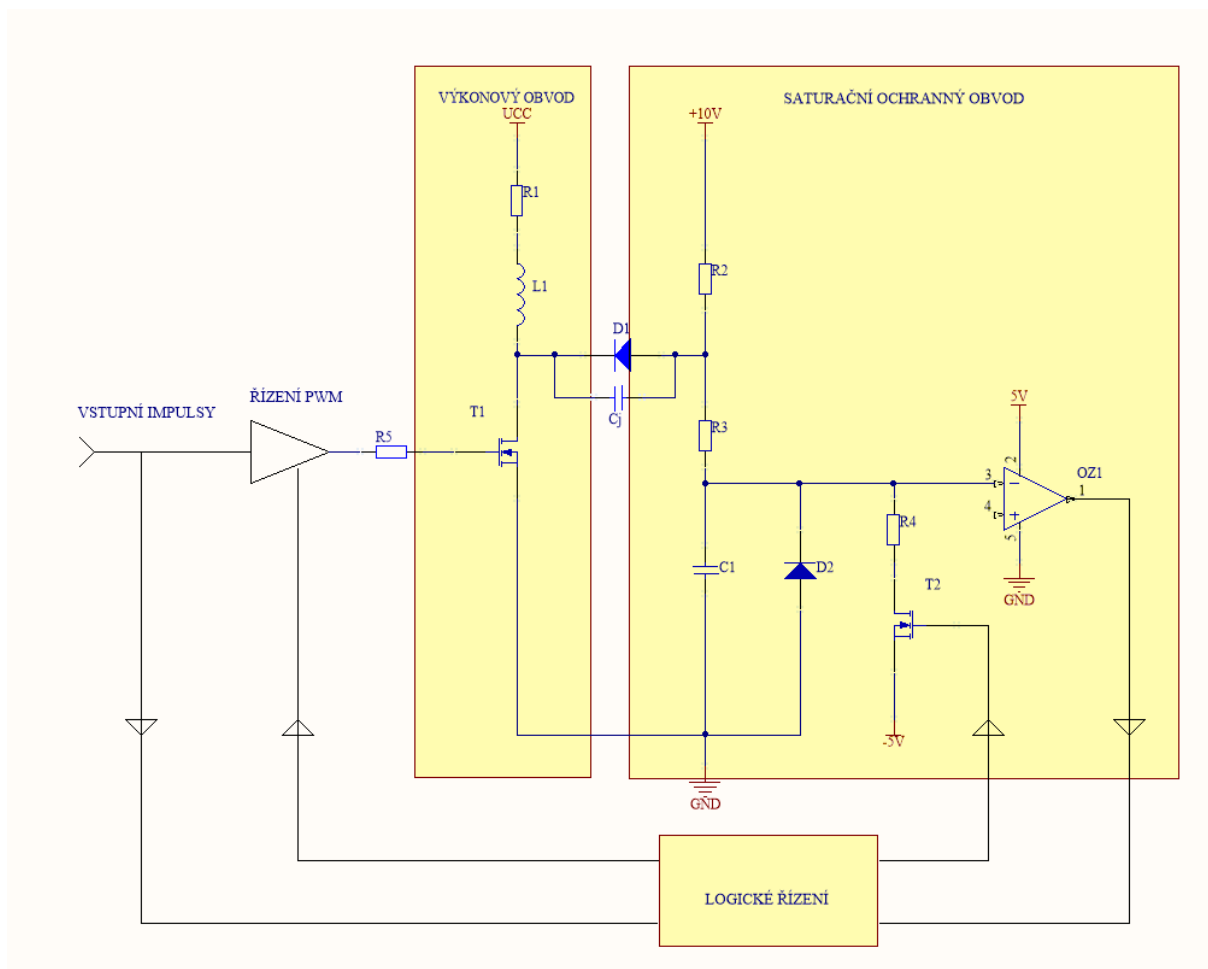
$$P_{d(N)} = I_{d(N)} \cdot U_{ds(N)} [W] \quad (3)$$

Při běžné pracovní činnosti od bodu M do bodu N, jak je zobrazeno na obrázku. 5.1, se spínací prvek pohybuje v dovolené pracovní oblasti, aniž by překročil dovolené saturační napětí. Tím nepřekročí ani maximální výkonovou ztrátu $P_{d(max)}$ a nesmí se stát, že by detekční obvod vyhodnotil zkratový proud. Ve skutečnosti, i když výkonová ztráta překročí maximální výkonovou ztrátu $P_{d(max)}$, nemusí to nutně znamenat poruchu. Tento případ se může stát i příliš velkou délkou řídicího impulsu. Pro detekci saturačního napětí byla v důsledku omezené znalosti SiC spínacího prvku zvolena prahová hodnota sepnutí ochranného obvodu $U_{DS} = 5$ V.

Potlačení falešného spuštění

Pokud je doba odezvy vyhodnocovacího obvodu kratší, snižuje se odolnost proti rušení při rychlých spínacích dějích SiC MOSFET tranzistoru. Vysoká strmota napětí du_{DS}/dt by mohla vyvolat falešné sepnutí ochranného obvodu jak při zapnutí, tak při vypnutí spínacího prvku.

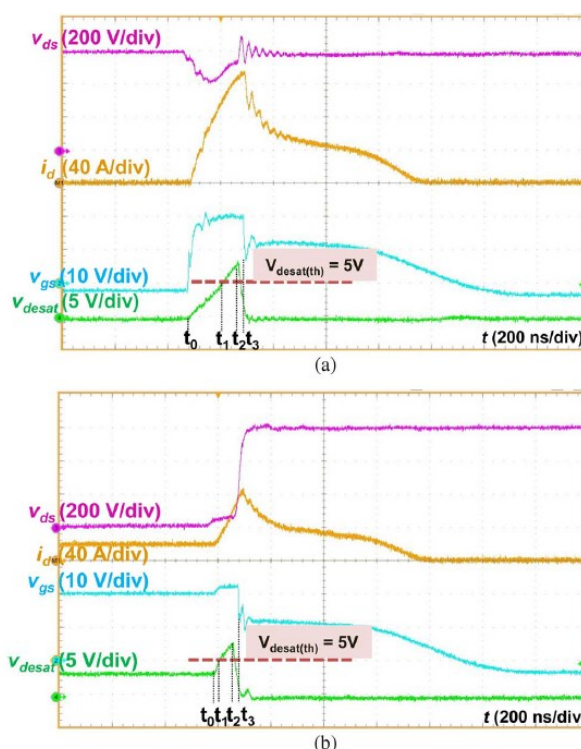
Sepnutí a rozeptnutí du_{DS}/dt vyvolává posuvný proud spojený se závěrným zotavovacím proudem na snímací diodě D_1 , což způsobuje aperiodický kmitavý děj na diodovém přechodu. Kapacita C_j , a kapacita C_1 , a smyčkové parazitní indukčnosti jsou zobrazeny na obrázku. 5.3.



Obrázek. 5.3 Potlačení falešného spuštění obvodu hlídání saturace

V případě, že se vybíjecí větev (T_2 , R_4) vypne, závěrný zotavovací proud tekoucí přes D_1 je zanedbatelný. Protože ani R_3 ani U_{DESAT} nezávisí na poměru C_1 a C_j , může obvod pracovat bez R_3 . Na činnost obvodu na invertujícím vstupu napětí komparátoru tak bude mít především vliv du_{DS}/dt vzhledem k napětí U_{DESAT} , a. Vysoká hodnota C_1 může snížit možnost nežádoucího nárůstu napětí, čímž dojde k významnému zvýšení času odpojení.

$$\frac{U_{DESAT}(p)}{U_{Ds}(p)} = \frac{1}{1 + \frac{C_1}{C_{D1}} + p \frac{C_1}{R_3}} \quad (4)$$



Obrázek. 5.4 průběhy zapnutí a vypnutí s ochranným obvodem [2]

- a) Dynamické sepnutí do zkratu
- b) Zkrat zátěže v sepnutém stavu

Tabulka. 4 porovnání spínacích časů ochranného obvodu [2]

Typ poruchy	Detekční zpoždění ($t_0 \sim t_1$) [ns]	Zpoždění komparátoru ($t_1 \sim t_2$) [ns]	Zpoždění řídicí logiky ($t_2 \sim t_3$) [ns]	Celkové zpoždění (t_{odpoj}) [ns]
Dynamické sepnutí do zkratu HSF	120	65	25	210
Zkrat zátěže v sepnutém stavu FUL	20	65	25	110

Reakce ochranného saturačního obvodu na poruchu je na obrázku. 5.4a a 5.4b. Z průběhů lze odečíst po jakou dobu byl SiC MOSFET tranzistor vystaven krátkodobému přetěžování. Čas odpojení je v obou případech 100 ns. Různé průběhy a velikosti poruchových proudů jsou dány chováním obvodu z pohledu zpoždění reakce hlídacího obvodu.

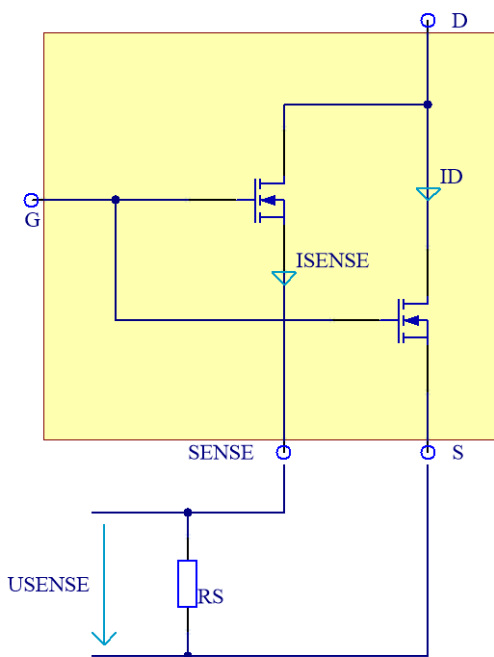
V případě a) dochází ke spínání do zkratu, funkce je po určitou dobu po sepnutí omezena. V případě b) došlo ke vzniku nadproudu na již sepnutém tranzistoru, tzn. že hlídací obvod reaguje okamžitě a proud je menší.

Ačkoli délka vypnutí tranzistoru v obou případech je stejná $t_{off} = 100$ ns, zpoždění detekce po sepnutí představuje významný rozdíl mezi dynamickým sepnutím do zkratu a zkratu zátěže v sepnutém stavu. Porucha při dynamickém sepnutí do zkratu má delší dobu odpojení $t_{odpoj} = 210$ ns kvůli parazitní kapacitě polovodičového přechodu diody D_2 a záporným napětím du_{DS}/dt přes kapacitní přechod snímací diody D_1 . Detekce poruchy při zkratu zátěže v sepnutém stavu je mnohem kratší než

nastavená hodnota k počátečnímu napětí odpojovací kapacity C_1 pozitivním nárůstem du_{DS}/dt přes kapacitní přechod D_1 .

5.2 Metoda proudového zrcadla

Další možností vyhodnocení nadproudu je použití SiC MOSFET tranzistoru s proudovým zrcadlem. Tato součástka používá paralelně Si MOSFET tranzistor, kterým teče malá část proudu z hlavního SiC MOSFET tranzistoru. Napětí na bočniku R_S ve snímací větvi je považováno jako informace o proudu hlavního tranzistoru. Protože je tento proud malý, nemusí být tento pomocný obvod, který zrcadlí hlavní proud příliš dimenzován, což snižuje náklady. Hlavní SiC MOSFET tranzistor lze ovládat standardní napětíovou úrovní +15V/ -10V, takže se nevyžaduje speciální budič hradla. Hlavními výrobci těchto speciálních součástek jsou MITSUBISHI ELECTRIC AUTOMOTIVE, INFINEON TECHNOLOGIES Inc., WOLFSPEED CREE Inc.. Struktura SiC MOSFET tranzistoru je na obrázku. 5.5.

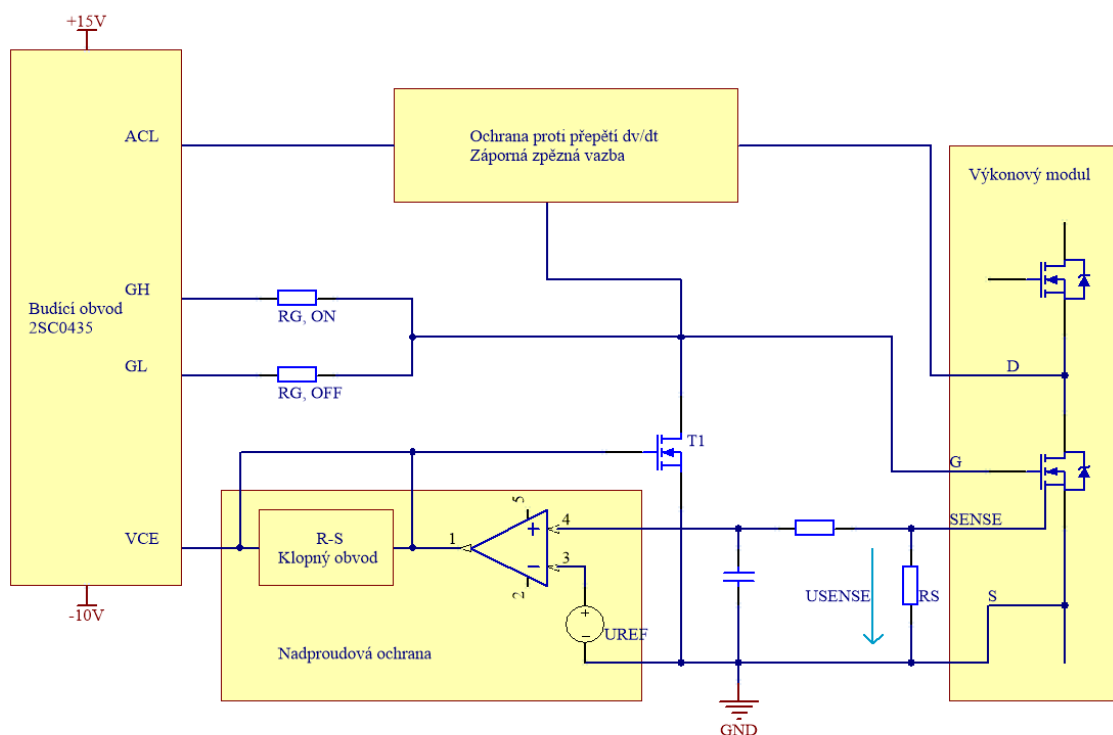


Obrázek. 5.5 Struktura SiC MOSFET tranzistoru s proudovým zrcadlem

Výkonová ztráta snímacího obvodu bude díky menšímu protékajícímu proudu odporovým bočníkem mnohem menší. Proto není nutné žádné opatření k jeho chlazení. Tento snímací obvod může být potencionálně integrován do budiče. Jmenovitá hodnota napětí Si SenseFET tranzistoru, však musí být stejná jako SiC MOSFET tranzistoru. Z toho důvodu může být navrhovaný systém použitelný pro SiC MOSFET tranzistory s napětím max. do 1200 V.

Výrobci vyrábějí tranzistor s proudovým zrcadlem spíše ve výkonovém modulovém provedení, než jako klasickou součástku v pouzdru, například TO-247. Proto je budič lépe integrovatelný i s ochranným obvodem a dalšími periferiemi na jedné desce. Ochranný obvod je schopen pomocí proudového zrcadla detekovat aktuální hodnotu nadproudu i zkratu a v případě přetížení součástku vypnout. Prahová hodnota nadproudu je programovatelná výběrem vhodného snímacího rezistoru R_S . Při takové kombinaci výkonového modulu a budicího obvodu prakticky nemůže dojít ke zničení.

Blokové schéma budiče s ochranným obvodem SiC MOSFET tranzistoru je na obrázku. 5.6. Integrovaný budicí obvod (2SC0435) je galvanicky oddělen pomocí optických vláken, které jsou integrovány uvnitř.



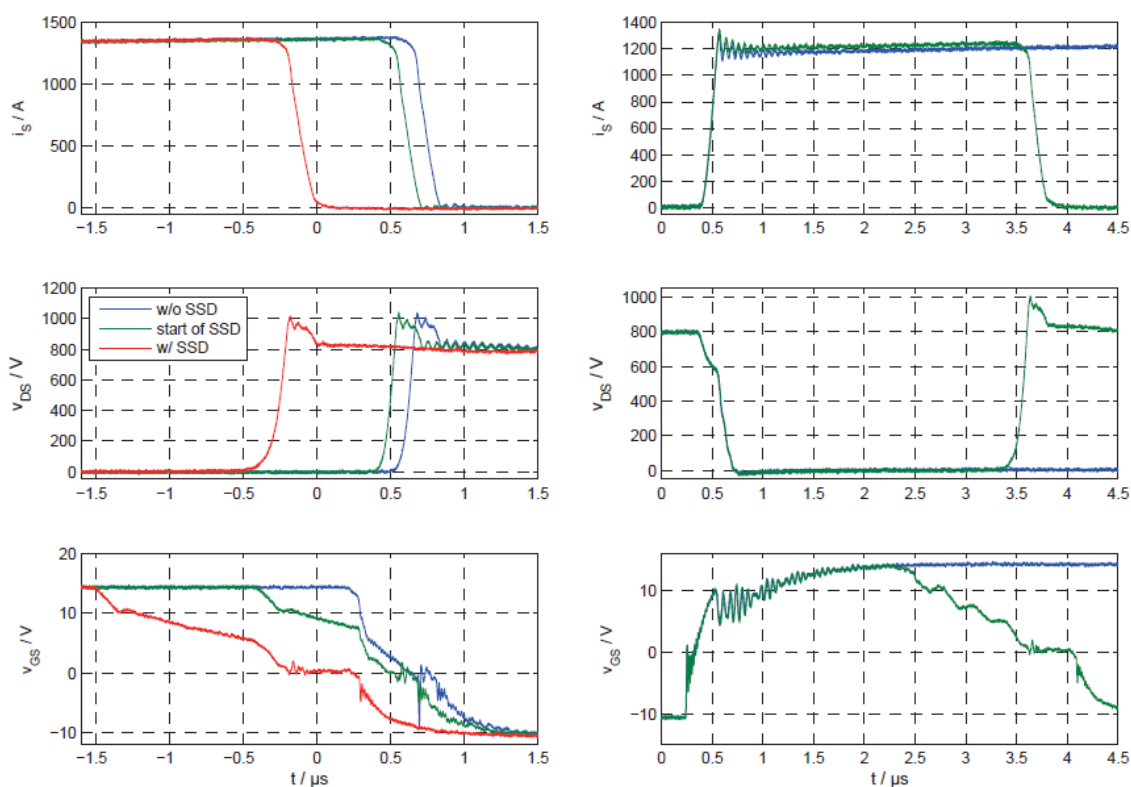
Obrázek. 5.6 Schéma nadproudové ochrany SiC MOSFET tranzistoru

Navrhovaná nadproudová ochrana se realizuje pomocí proudovým bočníku R_S kterým protéká podstatně menší proud a na rezistoru R_S vzniká úbytek napětí. Naměřené napětí je porovnáváno v komparátoru s konstantní referenční hodnotou. V případě, že skutečné napětí je vyšší než referenční napětí, je zapnut MOSFET tranzistor T_1 mezi GATE a SOURCE svorkou a řídicí svorka je vyzkratována a tranzistor se začne vypínat. Napěťový šum ve výkonovém obvodu je dále vyfiltrován a potlačen dolní propustí za odporovým bočníkem R_S . Jako ochrana proti šumovému napětí je obvod za komparátorem doplněn o R-S klopný obvod. Díky tomuto korekčnímu obvodu nemůže dojít k falešnému spuštění. Tímto je realizováno měkké vybíjení nebo měkké vypnutí SiC MOSFET tranzistoru. V konečném důsledku se sníží sklon napětí U_{DS} a tím i výrazné přepětí špičky během vypínání při nadproudu nebo zkratu.

Měkké vypínání

Aktivní funkce měkkého vypínání umožňuje snížit maximální spínaný proud pro SiC MOSFET tranzistor. Na obrázku. 5.7 můžeme vidět chování během vypínání a zapínání při hodnotách $U_{DS} = 800V$ a $R_S = 33 \Omega$. Aby bylo možné zjistit aktuální mezní proudovou hodnotu pro každou hodnotu odporu proudového bočníku R_S , musí se postupovat krok za krokem. Na obrázku. 5.7a modré průběhy ukazují standardní vypínací průběhy bez měkkého vypínání. V případě že proud vzroste, budič začne detekovat naprogramované nadproudy, například 1400 A sepne ochranný obvod a SiC MOSFET tranzistor je vypnut. S měkkým vypínáním, (zelené průběhy) není spínací prvek vypnut podstatně rychleji než modrý průběh. Díky měkkému vypnutí se sníží strmota napětí hradla U_{GS} při napětí +15 V. Maximální proud, který je detekován snímacím obvodem je červený průběh. Při takovém přetížení budič vypne SiC MOSFET tranzistor za 1,5 μs před nižším zkratovým proudem který budič vypne za méně než 1 μs .

Na obrázku. 5.7b SiC MOSFET tranzistor sepne standardně, ale v blízkosti naprogramované prahové hodnoty nadproudu. Modrý průběh ukazuje standardní chování bez měkkého vypnutí, zatímco zelený průběh ukazuje že ochranný obvod při překročení prahové hodnoty proudu odsytí SiC MOSFET tranzistor a bezpečně ho vypne. Detekce nadproudové hodnoty trvá přibližně 2,5 μs . To znamená že funkce měkkého vypnutí pracuje nezávisle na logickém ovládání budiče a stále chrání SiC MOSFET tranzistor před přetížením a případným zničením součástky. [3]

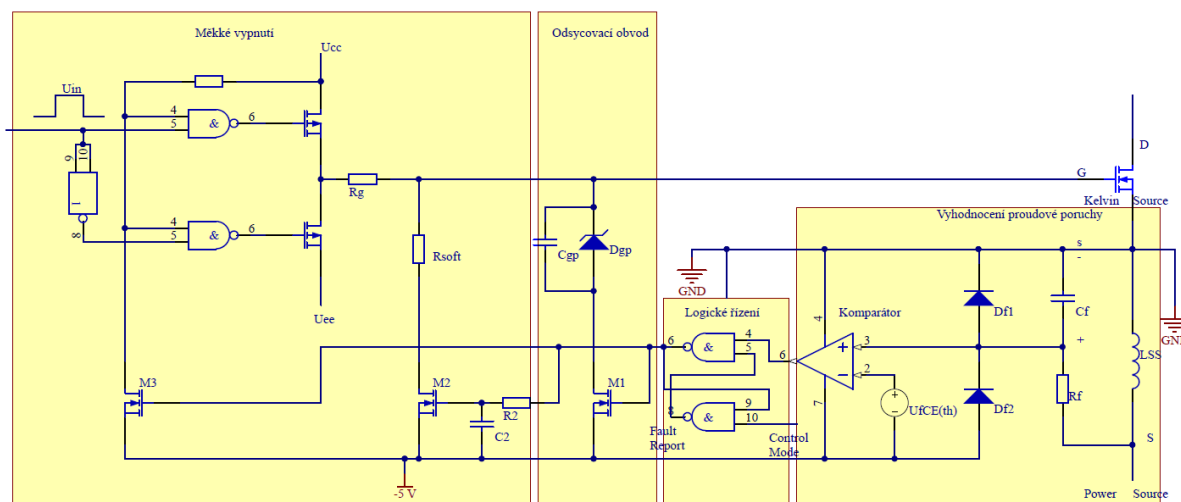


Obrázek. 5.7 Průběhy zapínání a vypínání SiC MOSFET tranzistoru při nadproudu [3]

- a) Měkké vypínání SiC MOSFET tranzistoru
- b) Zapínání bez měkkého vypínání SiC MOSFET tranzistoru

5.3 Dynamické vyhodnocení úrovně poruchového proudu

Nový systém nadproudové ochrany na základě vyhodnocení poruchového proudu se realizuje pro rychlou dobu odezvy na poruchu a silnou odolností proti rušení. Schéma celého obvodu je na obrázku. 5.8. Tvoří jej čtyři funkční bloky: Vyhodnocení poruchového proudu, logické řízení, odsycovací obvod, měkké vypnutí.



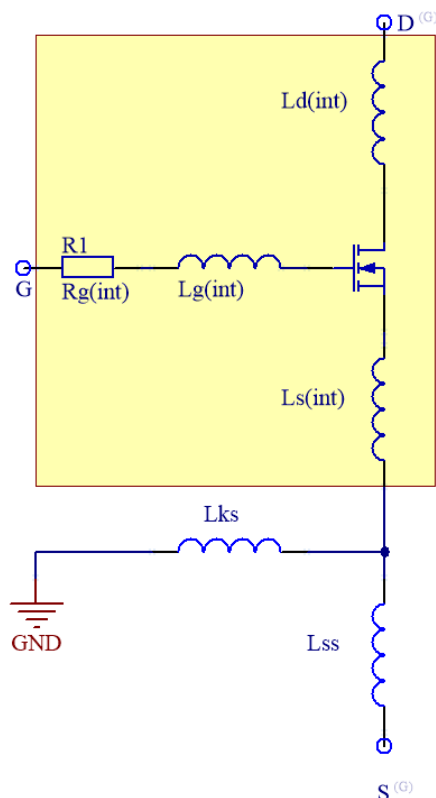
Obrázek. 5.8 Schéma dynamického vyhodnocení poruchového stavu

Tento ochranný obvod se zaměřuje na sledování úrovně di/dt . Ochranný obvod snímá špičky poruchových proudů přes integrál di/dt na pasivním R-C článku. Zásadní výhodou této metody je, že může detekovat zkrat bez jakéhokoliv dopravního zpoždění navzdory silnému šumu proudu I_D .

Aby mohla být aplikována ochrana proti nadproudu je potřeba u tohoto případu mít speciální součástku se dvěma SOURCE svorkami, nazývané Kelvin SOURCE a Power SOURCE. Tuto součástku nabízí výrobci jako jsou INFINEON TECHNOLOGIES Inc. a WOLFSPEED CREE Inc. Součástka má pouzďení TO247. Výrobci doporučují aby Kelvin SOURCE byl spojen s budičím obvodem přes který se vrací energie zpět.

Realizace ochranného obvodu

Vyhodnocení poruchového proudu: Je-li použit R-C filtr souběžně s rozptylovou reaktancí L_{SS} mezi Kelvin SOURCE a Power SOURCE vývodem SiC MOSFET tranzistoru, nárůst poruchového proudu, který teče obvodem během poruchového stavu je vyhodnocen. Proud je odvozen pomocí rovnice (4), kde R_f a C_f a $U_0(s)$ jsou odpor, kapacita a výstupní napětí R-C filtru. To znamená že poruchový proud je přímo úměrný k výstupnímu napětí filtru. Za určitou rozptylovou reaktancí L_{SS} a pevnými hodnotami R_f a C_f , může být prahová hodnota proudové ochrany upravena volbou různých referenčních napětí $U_0(s)$.



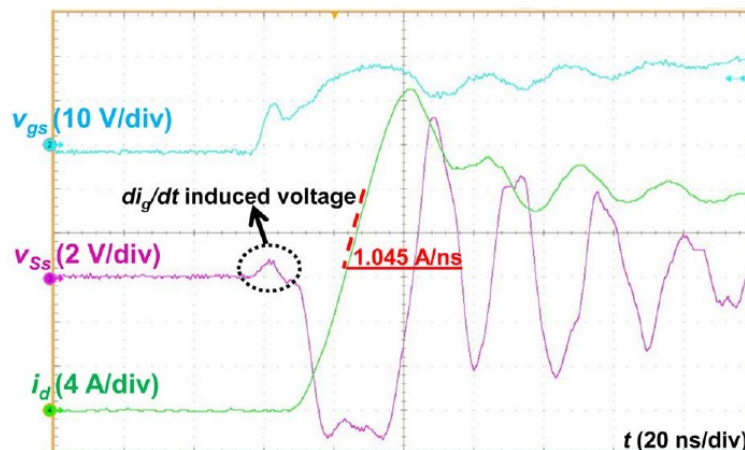
Obrázek. 5.9 náhradní schéma SiC MOSFET tranzistoru

$$i_d(s) = U_0(s) \cdot \frac{R_f C_f + \frac{1}{s}}{L_{Sa}} \approx U_0(s) \cdot \frac{R_f C_f}{L_{Sa}} [H] \quad (4)$$

Rozptylové indukčnosti L_{SS} mezi Kelvin a Power SOURCE svorkou mohou být identifikovány pomocí experimentálního měření napětí U_{SS} a proudu I_D během přechodného sepnutí. Výsledné napětí U_{SS} mezi svorkami je dáno indukčností L_{KS} , L_{SS} a derivací hradla a proudu I_D . Více obrázek. 5.9.

$$U_{SS} = -L_{SS} \frac{di_d}{dt} + L_{KS} \frac{di_d}{dt} [V] \quad (5)$$

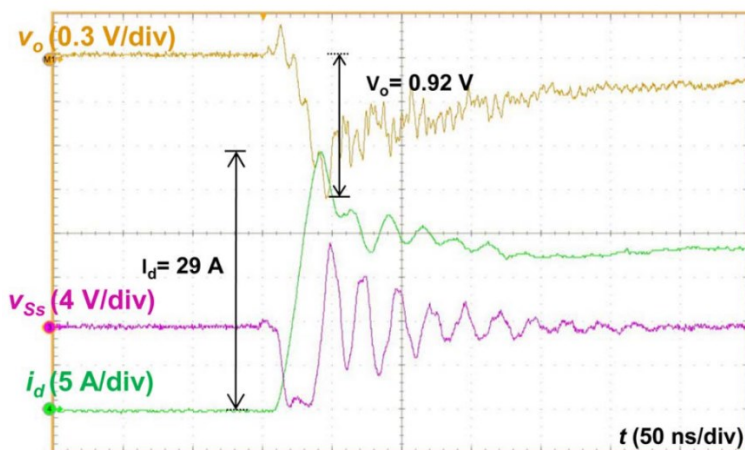
kde $L_D(int)$, $L_S(int)$, $L_G(int)$ představují parazitní indukčnosti v rámci pouzdra MOSFET tranzistoru DRAIN, SOURCE, a GATE svorky. R_G představuje vnitřní odpor GATE svorky, L_{KS} je parazitní indukčnost vyvolaná spojením Kelvin svorky se zemí. Vzhledem k tomu, že polarity obou indukovaných napětí (5) jsou různé a GATE svorka musí být částečně nabita přes odpor R_G , před nárůstem proudu I_D , di_d/dt a di_g/dt , indukované napětí se objeví v různých fázích a může být snadno identifikováno, jak lze vidět na obrázku. 5.10.



Obrázek. 5.10 Měřené napětí U_{SS} a di_d/dt na indukčnosti L_{SS} [2]

Kromě toho di_g/dt , je mnohem nižší, než tomu bylo di_d/dt v průběhu nárůstu proudu I_D , L_{SS} je zjednodušeno.

$$L_{SS} = \frac{-U_{SS}}{di_d/dt} \text{ [H]} \quad (6)$$



Obrázek. 5.11 Vyhodnocení proudu během přechodného zapnutí [2]

V praktických měřeních, hodnoty L_{SS} při různých proudových a napěťových úrovních a odporem hradla jsou vyhodnocovány a zprůměrovány pro přesnější výsledky. Indukčnosti L_{SS} se odhadují na 6,5 nH. Vyhodnocení proudové křivky s $R_f = 200 \Omega$ a $C_f = 1 \text{ nF}$ (viz. Obrázek. 5.8) je znázorněno na obrázku 5.11. Experimentální hodnota (0,92 V) je o něco vyšší než teoretické vyhodnocení dané (7), vzhledem k zanedbání $1/S$ v rovnici (4).

$$U_0(s) = i_d(s) \cdot \frac{L_{sa}}{R_f C_f} \text{ [V]} \quad (7)$$

Obecně platí, že C_f by měla být vyšší než 1 nF, aby se zabránilo parazitnímu kapacitnímu efektu. Na druhé straně, kapacita C_f by měla být tak nízká, jak je to jen možné. Vysoká impedance spolu s R_f během přechodných dějů a tudíž nebude mít vliv na normální spínací výkon.

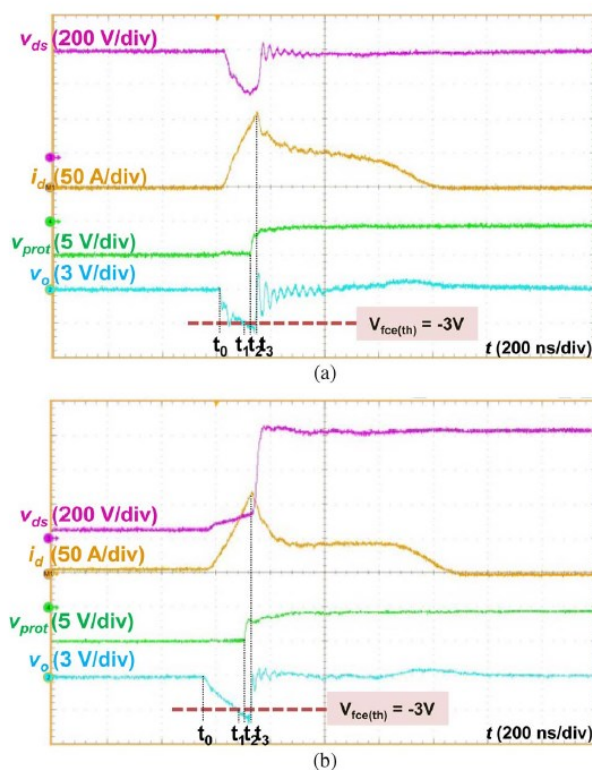
Logické řízení: Logické řízení je primárně sestaveno z R-S klopného obvodu, který bude invertován a držen na výstupu ve vysoké úrovni, dokud je detekována chyba. Výstupní vysoká úroveň R-S klopného obvodu generuje následující kroky reagující na poruchy přes digitální vyrovnávací paměť.

Odsycovací obvod: Na základě poruchového stavu, zejména při zkratu zátěže během sepnutého stavu podmínky, napětí hradla SiC MOSFET tranzistoru by se zvýšila a byla by nakonec vyšší než jeho horní limit stanovené výrobcem (+25 V), z důvodu velkého du/dt (způsobené zkratovým proudem a přechodu SiC MOSFET tranzistoru z lineární ohmické oblasti) přes Millerovu kapacitu a odpor GATE svorky. Toto zvýšené předpětí zvyšuje tunelový proud který degraduje SiC MOSFET tranzistor. Kromě toho napěťová špička na hradle vyvolává větší poruchový proud během krátkého přechodového děje.

K řešení těchto problémů je doplněn vybíjecí kondenzátor C_{GP} a Zenerova dioda D_{GP} , které jsou řízené tranzistorem M_1 , jak je uvedeno na obrázku. 20. Jakmile je detekována porucha, M_1 je zapnut, způsobí nabití kondenzátoru C_{GP} na úroveň napětí D_{GP} , a tím účinně vybije kapacitu hradla a potlačí napěťové špičky. Nakonec je hradlové napětí odsyceno Zenerovou diodou D_{GP} a tím je vypnut spínací SiC MOSFET tranzistor.

Ve srovnání s aktivním odsycením a jednou napěťovou úrovní je použití Zenerovy diody flexibilnější, protože existuje celá řada Zenerových diod s různými průraznými napětími.

Měkké vypnutí: Ačkoliv záporné předpětí je schopno urychlit proces přerušení zkratového proudu, SiC MOSFET tranzistor musí být měkce vypnut pro snížení napěťového překmitu v důsledku vlivu napájení smyčky rozptylovou indukčností a vysokou hodnotou di/dt za podmínky zkratu. Když je aktivován řídicí logický výstup. Vyrovnávací paměť je vypnuta zapnutím tranzistoru M_3 a přes rezistor R_{SOFT} se vybíjí napětí hradla po zpoždění, které je dáno časovou konstantou rezistoru R_2 a kondenzátoru C_2 .



Obrázek. 5.12 Průběhy zapnutí a vypnutí s ochranným obvodem [2]

- a) Dynamické sepnutí do zkratu (HSF)
- b) Zkrat zátěže v sepnutém stavu (FUL)

Zobrazení průběhů dynamického vyhodnocení poruchové úrovně je na obrázku. 5.12a a 5.12b. S hodnotami $R_f = 200 \, \Omega$, $C_f = 1 \, \text{nF}$ a referenčním vstupem komparátoru na obrázku. 19. Napětí $U_{fCE(th)} = -3 \, \text{V}$, je mezní hodnota ochrany při proudu kolem 100 A v obou případech v souladu (7).

Poruchový proud při chybném sepnutí do zkratu (HSF) je omezen na 130 A během 140 ns, a potom je snížen na hodnotu okolo 50 A, s odpovídajícím odsycením napětí hradla 12 V. V návaznosti na zpoždění 400 ns je SiC MOSFET tranzistor měkce vypnut. Podobné ochranné vlastnosti jsou také zřejmé u zkratu zátěže v sepnutém stavu, zatímco jeho špičkový proud (120 A) je o něco vyšší, v důsledku většího zpoždění ochranného obvodu. Podrobná analýza chybové reakce je uvedena v tabulce. 5.

Tabulka. 5 Porovnání spínacích časů ochranného obvodu [2]

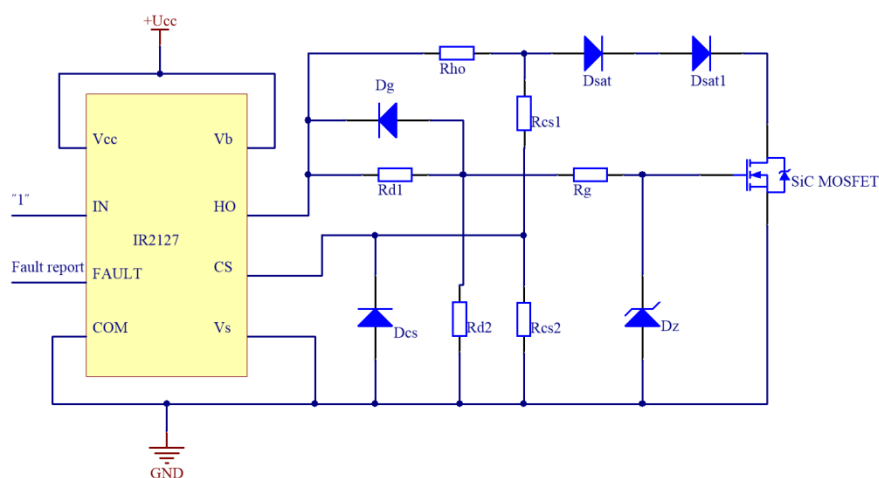
Typ poruchy	Detekční zpoždění ($t_0 \sim t_1$) [ns]	Zpoždění komparátoru ($t_1 \sim t_2$) [ns]	Zpoždění řídicí logiky ($t_2 \sim t_3$) [ns]	Celkové zpoždění [ns]
Dynamické sepnutí do zkratu HSF	100	15	25	140
Zkrat zátěže v sepnutém stavu FUL	130	15	25	170

Ačkoliv je prahová hodnota ochrany stejná, vyvolané zpoždění stále představuje určitý rozdíl. Důvodem je to, že di/dt při dynamickém sepnutí do zkratu a zkratu zátěže v sepnutém stavu stavech závisí na zkratovém řízení tranzistoru. Kromě toho stojí za zmínku, že zpoždění komparátoru je

mnohem nižší, než u saturační ochrany, protože je zde použit vysokorychlostní komparátor který pracuje s napětím +5 V.

5.4 Integrovaný ochranný obvod detekce saturačního napětí

SSCB je univerzální ochranný obvod pracující bez znalosti konkrétních charakteristik spínacích MOSFET tranzistorů v polovodičovém měniči. Tato metoda je založena na principu snímání nárůstu napětí U_{DS} . SSCB by měla být zapojena paralelně s odlehčovacími kondenzátorovými bateriemi, nebo v sérii s hlavním obvodem. Vložením do napájecí smyčky může spolehlivě detektovat a analyzovat překročení proudu.



Obrázek. 5.13 Schéma ochranného obvodu SSCB

Obrázek. 5.13 popisuje dobře známý systém nadproudové ochrany hlídání saturačního napětí U_{DS} více (kap. 5.1). Realizace ochranného obvodu je pomocí integrovaného obvodu IC2127. Princip je založen na překročení napětí na CS-pinu nad hodnotu prahového napětí 250 mV. Při překročení se aktivuje ochrana.

5.5 Zhodnocení ochranných metod

V této práci byly zhodnoceny tři různé systémy ochrany, které mohou být použity pro nadproudovou ochranu SiC MOSFET tranzistorů. Cílem kapitol (5.2; 5.3; 5.4;) není určit nejlepší metodu, ale prozkoumat výhody a nevýhody jednotlivých metod, a jejich možných aplikací. Srovnání mezi těmito třemi metodami ochrany je obtížné, protože aplikace se liší od návrhu až po hotový výrobek. Těžištěm této diskuze je porovnání času odezvy na poruchu, a výkon v závislosti na teplotě u potenciálních aplikací.

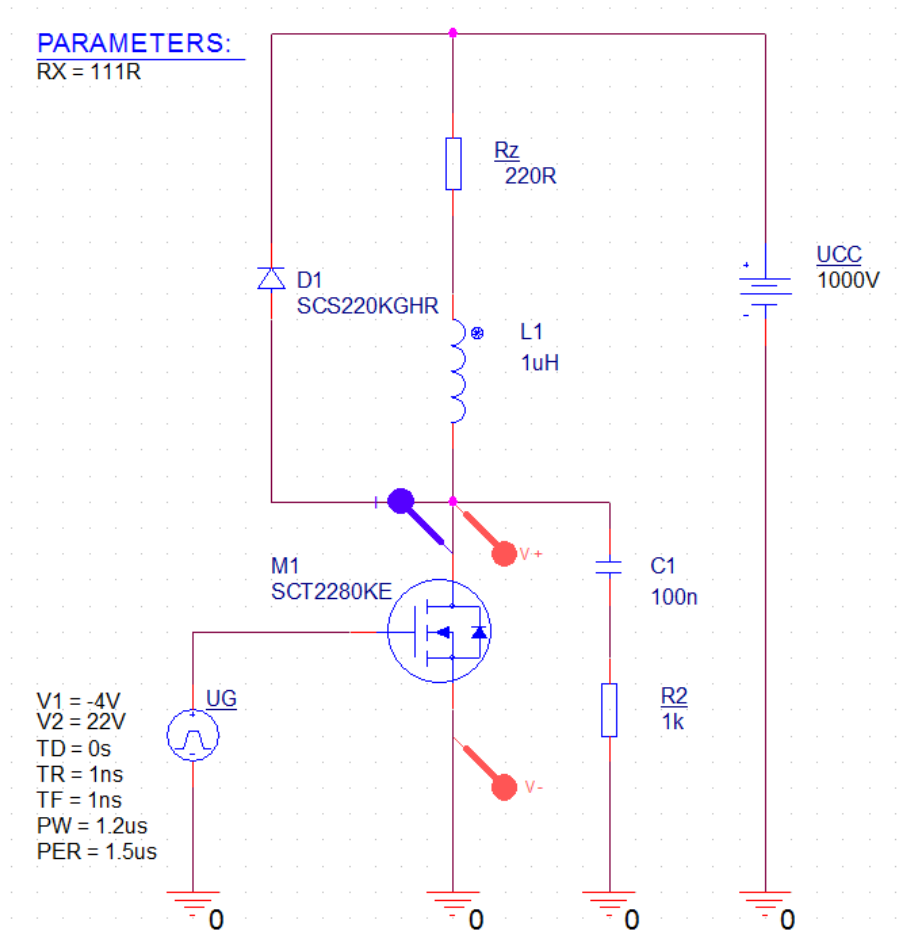
Doba odezvy na poruchu je jedním z nejdůležitějších faktorů ochranného obvodu, přičemž záleží na různých aplikačních případech. V této práci je doba odezvy na poruchu nastavována pokud možno k nejnižší hodnotě s cílem zabránit potenciálnímu zničení SiC MOSFET tranzistoru.

SSCB má nejmenší dobu odezvy poruchy a téměř stejnou dobu odezvy jak pro poruchy typu „HSF“ a „FUL“. Saturační ochranný obvod má vyšší delší pro poruchu typu „HSF“, ale velmi nízkou dobu odezvy při FUL poruše. Tento vysoký rozdíl vyplývá z přenosu du_{DS}/dt přes parazitní kapacitu detekční diody na strmý vývoj poruchy. Metoda proudového zrcadla je použitelná u velkých výkonů, protože je potřeba speciální součástka. Doba odezvy u proudového zrcadla je nejvyšší z nabízených metod. Dynamické vyhodnocení poruchového proudu vykazuje malý účinek pro HSF poruchu, ale nejhorší účinek vykazuje při ochraně FUL poruchy, která je nejvážnější hrozbou pro SiC MOSFET tranzistor.

6 Provedení numerického modelu a jeho následná simulace

Pro provedení numerického modelu ochranného obvodu SiC MOSFET tranzistoru byl vybrán saturační ochranný obvod. Obvod byl vybrán, jelikož je universální a není potřeba model speciálního tranzistoru s více SOURCE vývody apod. Jako simulační program byl zvolen ORCAD CAPTURE.

Jako výkonový měnič byl zvolen pulsní měnič pro snižování napětí s SiC MOSFET tranzistorem (SCT2280KE) a SiC Schottky diodou (SCS220KGHR). SiC Schottky dioda byla použita, protože musí velmi rychle detekovat napětí U_{DS} SiC MOSFET tranzistoru. Pulsní měnič je na obrázku 6.1. SiC MOSFET Tranzistor má napětí $U_{DS} = 1200V$ a trvalý proud $I_D = 14 A$ více lit.[4], dioda má závěrné napětí $U_R = 1200 V$ a propustný proud $I_F = 20 A$ více [5].

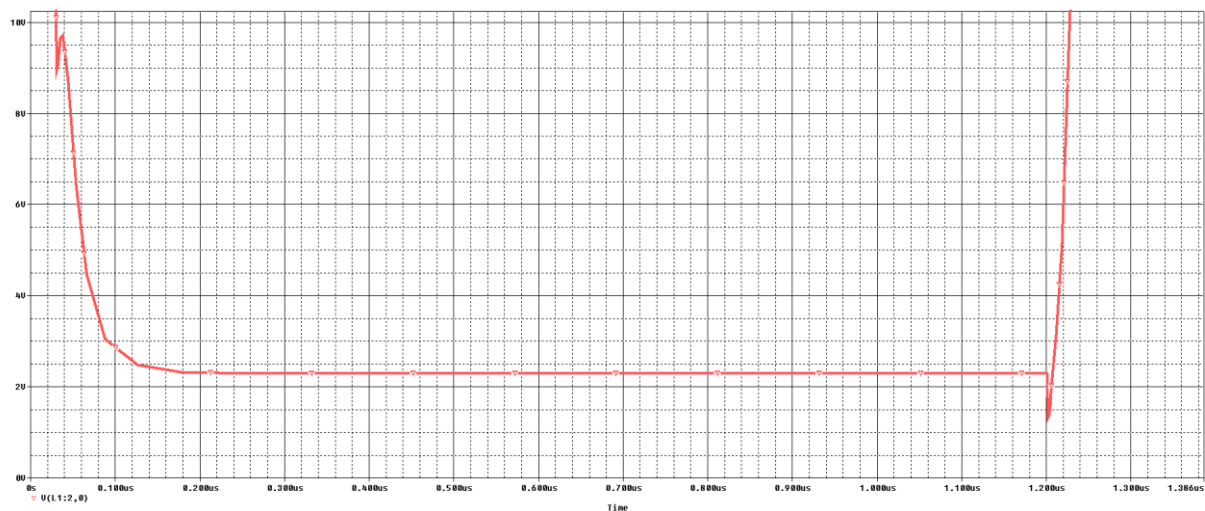


Obrázek. 6.1 Výkonová část pulsní měnič

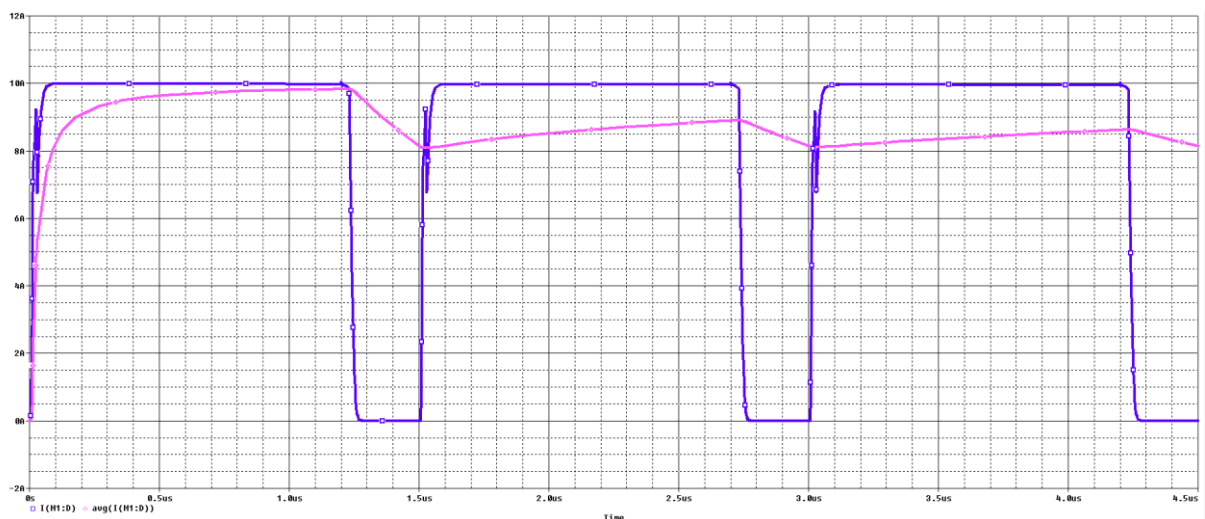
Podle zvoleného protékajícího proudu $I_D = 9 \text{ A}$ a odporu v sepnutém stavu $R_{DS(on)} = 364 \cdot 10^{-3} \Omega$ byla vypočítána hodnota napětí U_{DS} (8). Podle tohoto proudu bylo zvolena zátěž R_Z (9). Tyto hodnoty odpovídají bez rezistoru $R_G = 0 \Omega$. Indukčnost L_1 je má malou hodnotu, protože slouží jen jako parazitní indukčnost přívodních kabelů.

$$U_{DS} = R_{DS(on)} \cdot I_D = 280 \cdot 10^{-3} \cdot 9 = \underline{\underline{2,52 \text{ V}}} \quad (8)$$

$$R_1 = \frac{U_{CC}}{I_D} = \frac{1000}{9} = \underline{\underline{111 \Omega}} \quad (9)$$



Obrázek. 6.2 Průběh saturační napětí $U_{DS} = 2,5 \text{ V}$, při standartním režimu

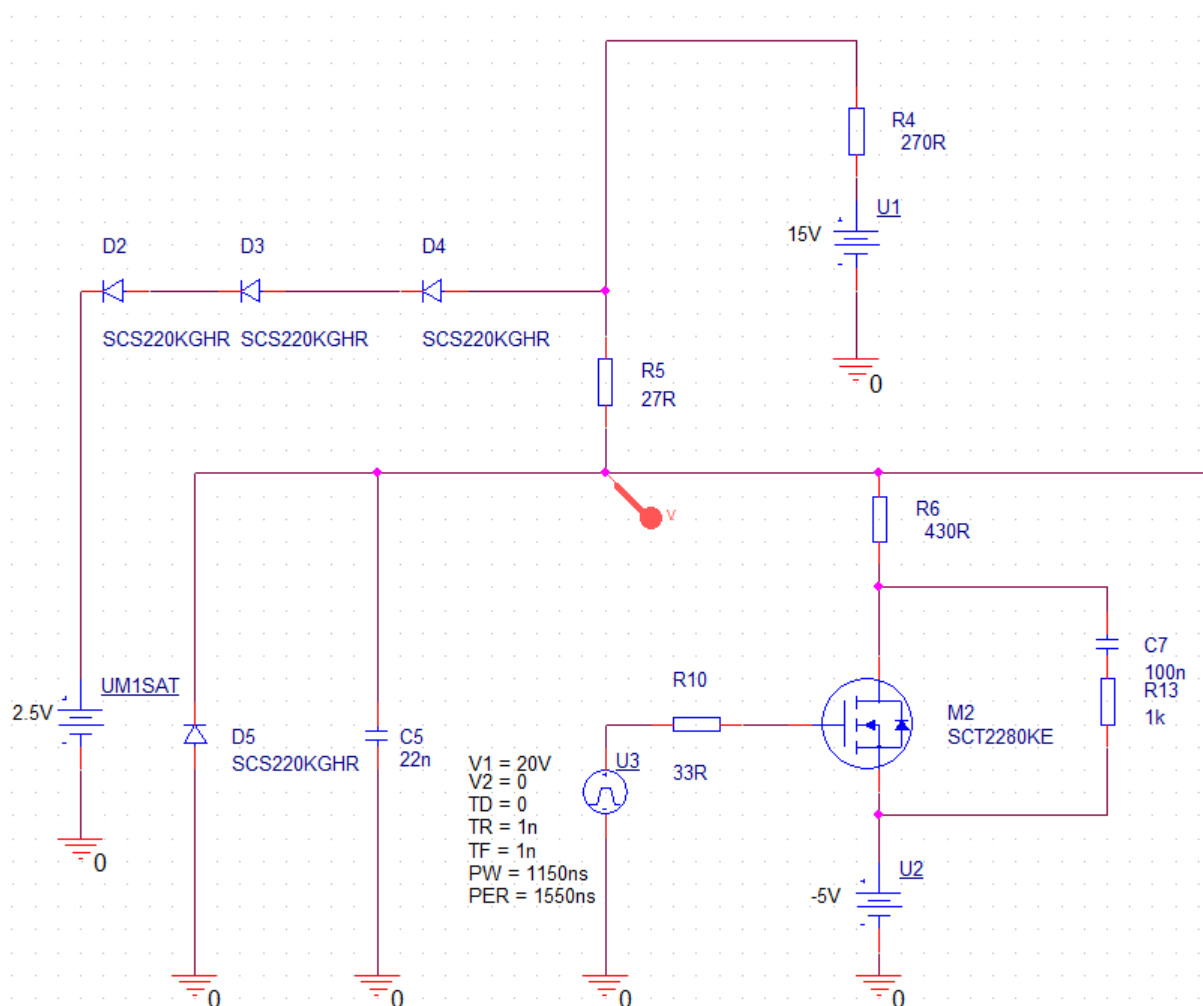


Obrázek. 6.3 Průběh střední hodnoty proudu $I_D = 9 \text{ A}$, při standartním režimu

Z naměřených průběhů simulace pulsního měniče vyplývá že vypočítané hodnoty odpovídají naměřeným hodnotám saturačního napětí U_{DS} , které je na obrázku. 6.2 a střední hodnotě proudu I_D , který je na obrázku. 6.3. Saturační napětí je snímáno pomocí SiC Schottkyho diody.

Schottkyho diody D_2 , D_3 , D_4 slouží jako snímací a oddělovací obvod. Diody jsou zařazeny do série, aby se snížila přechodová kapacita C_j a v důsledku toho se zmenšil závěrný komutační proud. Závěrný komutační proud má nežádoucí vliv na falešné spuštění ochranného obvodu více (kap. 5.1). Napětový zdroj U_1 a rezistor R_4 slouží jako proudový zdroj. Prvky R_4 , R_5 , R_6 a C_5 jsou optimálně vybrány podle (kap. 5.1) a také z důvodu nežádoucí rezonance, která by mohla rovněž falešně spustit ochranný obvod. Také jsou optimálně vybrány, z důvodu co nejmenší časové hodnoty τ R-C členu. Zdroj U_2 se záporným napětím slouží k zatlumení napětových špiček, které vznikají při komutaci

hlavního výkonového tranzistoru M_1 . Prvky R_{13} a C_7 slouží jako odlehčovací obvod spínacího tranzistoru M_2 .



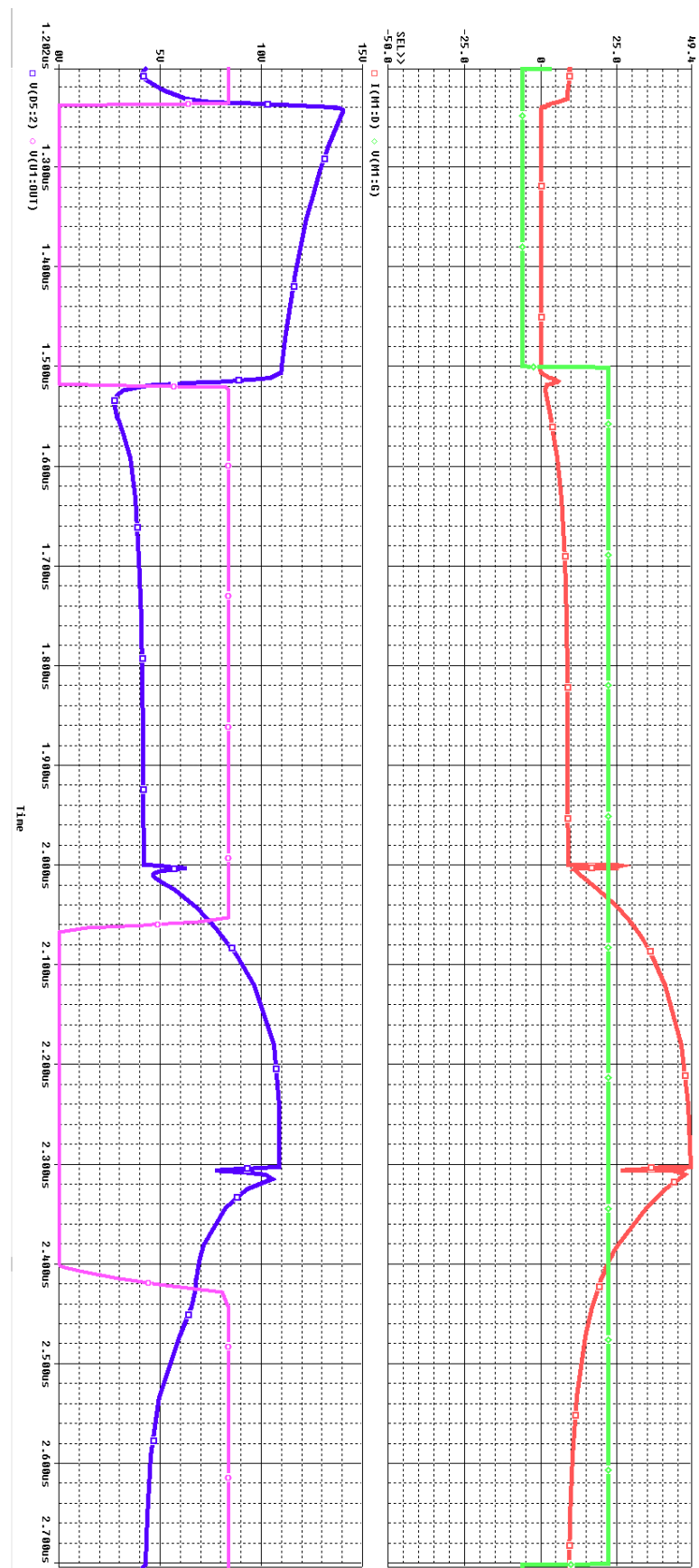
Obrázek. 6.4 Detekční část obvodu hlídání saturace

Na obrázku. 6.5 je celý numerický model ochranného obvodu hlídání saturačního napětí, dále na obrázku. 6.6 jsou průběhy: (zelený průběh) řídicí signál hlavního SiC MOSFET tranzistoru, (červený průběh) proud SiC MOSFET tranzistorem, (modrý průběh) snímané saturační napětí, (fialový průběh) reakce komparátoru na poruchu. V tabulce. 6 je změřeno zpoždění mezi snímací diodou a komparátorem, při různých referenčních úrovních neinvertujícího vstupu komparátoru OZ₁.

Tabulka. 6 Zpoždění ochranného obvodu

U_{REF} [V]	5,5	5,7	5,8	6	6,2	6,5	6,9	7,5
t_d [ns]	16	16,2	16,3	16,5	16,8	17,3	17,7	19,8

Obr. 6.5 Numerický model ochranného obvodu hlídání saturačního napětí



Obrázek. 6.6 Průběhy napětí a proudů ochranného obvodu při nadproudové poruše

7 Závěr

Důležitou problematikou při aplikacích velmi rychlých spínacích výkonových SiC spínacích součástek je nedostatečně rychlá ochrana proti nadproudu a tvrdému zkratu v zátěži. Proto se klade velký důraz na detekci začínajícího nebo náhodného nadproudu, který může například vzniknout vlivem přetížení zátěže.

Je zřejmé, že SiC spínací prvky mají výrazně vyšší účinnost a díky tomu jsou vhodnější pro přeměnu elektrické energie. SiC součástky se již používají v mnoha průmyslových aplikacích, jako jsou fotovoltaika, trakce, záložní zdroje energie, nebo elektromobily.

V kapitole 5 jsou popsány čtyři dosud známé metody ochrany proti nadproudu. Všechny metody jsou porovnány podle doby odezvy na poruchu. Nejlepší možná ochrana pro SiC MOSFET tranzistor je technika hlídání saturace, proti této ochraně je nejhorší metoda proudového zrcadla, která má malou dynamiku. Metoda dynamického vyhodnocení úrovně poruchového proudu a metoda proudového zrcadla ke své funkci potřebují speciální součástku. Uživatel má proto malou možnost vylepšit vlastnosti těchto metod.

Praktická část se zabývala provedení simulace ochranného obvodu hlídání saturace. Ochranný obvod je detailně popsán v kapitole 6. Zpožděná detekce vznikající proudové poruchy ochranného obvodu je okolo 20 ns. Pro SiC MOSFET tranzistor je tato extrémně krátká doba detekce velmi výhodná, protože díky tomu může pracovat na vyšším spínacím kmitočtu řádově stovky kHz až jednotek MHz.

Ochranný obvod hlídání saturace bude v budoucnu odzkoušen v praxi na snižujícím pulsním měniči, kde bude součástí budiče. Ochranné zařízení by měl být kompatibilní se všemi MOSFET a IGBT tranzistory, v obvodu bude možnost nastavovat klíčové parametry elektroniky pomocí jednočipového mikropočítače.

8 Použitá literatura

- [1] KŘEČEK Tomáš. Součástky na bázi SiC. Roznovskastredni.cz [online]. ©2010 [cit.2013-12-01]. Dostupné z: <http://www.roznovskastredni.cz/dwnl/pel2007/03/Krecek.pdf>
- [2] Zhiqiang Wang, Xiaojie Shi, Yang Xue, Leon M. Tolbert, Fei Wang, Benjamin J. Blalock “Design and Performance Evaluation of Overcurrent Protection Schemes for Silicon Carbide (SiC) Power MOSFETs” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61,no. 10, pp. 5570–5591, Oct. 2014.
- [3] Karsten Fink, Andreas Volke, Winson, Wei, Eugen Wiesner, Eckhard Thal ,“ Gate-Driver with Full Protection for SIC-MOSFET modules“ PCIM Asia 2016, 28- 30 June 2016, Shanghai, China
- [4] URL<<http://rohmfs.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/mosfet/sct2280ke-e.pdf>>
<<http://rohmfs.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/mosfet/sct2280ke-e.pdf>>
Dostupné z: <http://www.rohm.com/web/global/>
- [5] URL<<http://rohmfs.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/sbd/scs220kghe-e.pdf>>
<<http://rohmfs.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/sbd/scs220kghe-e.pdf>>
Dostupné z: <http://www.rohm.com/web/global/>
- [6] Christian Miesner, Roland Rupp, Holger Kapels, Michael Krach, Ilia Zverev. Silicon carbide Schottky Diodes: An SMPS Circuit Designer’s Dream Comes True!. Infineon Technologies. No. B112-H7804-X-X-7600. 1 – 4.
- [7] Xu She, Alex Q. Huang, Óscar Lucía, Burak Ozpineci. Review of Silicon Carbide Power Devices and Their Application. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 1, no. 2, pp. 1-13, December, 2016.